



PCT

特許協力条約に基づいて公開された国際出願

<p>(51) 国際特許分類7 H05B 41/24</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO00/70918</p> <p>(43) 国際公開日 2000年11月23日(23.11.00)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP00/03012</p> <p>(22) 国際出願日 2000年5月11日(11.05.00)</p> <p>(30) 優先権データ 特願平11/134010 1999年5月14日(14.05.99) JP</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) ウシオ電機株式会社 (USHIO DENKI KABUSHIKI KAISYA)[JP/JP] 〒100-0004 東京都千代田区大手町2丁目6番1号 朝日東海ビル19階 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 岡本昌士(OKAMOTO, Masashi)[JP/JP] 〒673-0877 兵庫県明石市市丸町1-71 Hyogo, (JP) 朝比奈隆(ASAHINA, Takashi)[JP/JP] 〒671-0123 兵庫県高砂市北浜町西浜389 Hyogo, (JP)</p> <p>(74) 代理人 五十畑勉男(ISOHATA, Masao) 〒100-0004 東京都千代田区大手町2丁目6番1号 朝日東海ビル19階 ウシオ電機株式会社内 Tokyo, (JP)</p>		<p>(81) 指定国 US, 欧州特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE)</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

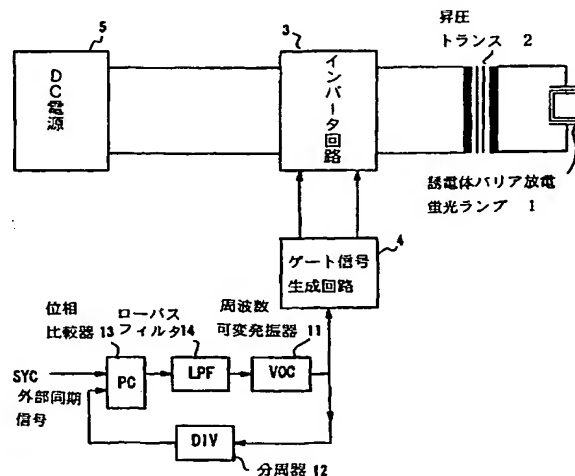
BEST AVAILABLE COPY

(54) Title: LIGHT SOURCE

(54) 発明の名称 光源装置

(57) Abstract

A light source suitable for use with an image reader comprises a dielectric barrier discharge fluorescent lamp capable of emitting light in response to an external synchronizing signal without a variation in the amount of light. A phase comparator (13) compares the phase of an external synchronous signal (Sync) with the phase of a signal generated by a variable-frequency oscillator (11) and divided by a frequency divider (12), and controls the frequency of the variable-frequency oscillator (11) according to the phase difference. As a result, the phase of the variable-frequency oscillator (11) is locked to the phase of the external synchronizing signal (Sync). The signal from the variable-frequency oscillator (11) is supplied to a gate signal generator (5), the output from which turns on and off a switching element in an inverter circuit (3) to convert DC voltage from a DC source (5) to AC voltage. The AC voltage output from the inverter circuit (3) is applied to a lamp (1) through a stepup transformer (2) to light the lamp (1).



- 1...DIELECTRIC BARRIER DISCHARGE FLUORESCENT LAMP
- 2...STEPUP TRANSFORMER
- 3...INVERTER CIRCUIT
- 4...GATE SIGNAL GENERATOR
- 5...DC SOURCE
- 11...VARIABLE-FREQUENCY OSCILLATOR
- 12...FREQUENCY DIVIDER
- 13...PHASE COMPARATOR
- 14...LOW-PASS FILTER
- SYN...EXTERNAL SYNCHRONIZING SIGNAL

光量変動を伴うことなく誘電体バリア放電蛍光ランプを外部同期信号に同期させて発光させることができる画像読取り装置に適用するのに好適な光源装置である。位相比較器(13)は、外部同期信号(Sync)と、分周器(12)により分周された周波数可変発振器(11)の発振信号の位相とを比較しその位相差に応じて、周波数可変発振器(11)の発振周波数を制御する。これにより周波数可変発振器(11)の発振位相は外部同期信号(Sync)により位相ロックされる。周波数可変発振器(11)の発振信号は、ゲート信号生成回路(5)に入力され、ゲート信号生成回路(5)の出力によりインバータ回路(3)のスイッチ素子が開閉し、D C電源(5)が出力する直流電圧を交流電圧に変換する。インバータ回路(3)が出力する交流電圧は昇圧トランス(2)を介してランプ(1)に印加されランプ(1)が点灯する。

PCTに基づいて公開される国際出願のパンフレット第一頁に掲載されたPCT加盟国を同定するために使用されるコード(参考情報)

AE	アラブ首長国連邦	DM	ドミニカ	KZ	カザフスタン	RU	ロシア
AG	アンティグア・バーブーダ	DZ	アルジェリア	LC	セントルシア	SD	スーダン
AL	アルバニア	EE	エストニア	LI	リヒテンシュタイン	SE	スウェーデン
AM	アルメニア	ES	スペイン	LK	スリ・ランカ	SG	シンガポール
AT	オーストリア	FI	フィンランド	LR	リベリア	SI	スロヴェニア
AU	オーストラリア	FR	フランス	LS	レソト	SK	スロヴァキア
AZ	アゼルバイジャン	GA	ガボン	LT	リトアニア	SL	シエラ・レオネ
BA	ボスニア・ヘルツェゴビナ	GB	英国	LU	ルクセンブルグ	SN	セネガル
BB	バルバドス	GD	グレナダ	LV	ラトヴィア	SZ	スワジランド
BE	ベルギー	GE	グルジア	MA	モロッコ	TD	チャード
BF	ブルキナ・ファソ	GH	ガーナ	MC	モナコ	TG	トーゴ
BG	ブルガリア	GM	ガンビア	MD	モルドヴァ	TJ	タジキスタン
BJ	ベナン	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TM	トルクメニスタン
BR	ブラジル	GR	ギリシャ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア	TR	トルコ
BY	ベラルーシ	GW	ギニア・ビサウ		共和国	TT	トリニダード・トバゴ
CA	カナダ	HR	クロアチア	ML	マリ	TZ	タンザニア
CF	中央アフリカ	HU	ハンガリー	MN	モンゴル	UA	ウクライナ
CG	コンゴ	ID	インドネシア	MR	モーリタニア	UG	ウガンダ
CH	スイス	IE	アイルランド	MW	マラウイ	US	米国
CI	コートジボワール	IL	イスラエル	MX	メキシコ	UZ	ウズベキスタン
CM	カメルーン	IN	インド	MZ	モザンビーク	VN	ヴェトナム
CN	中国	IS	アイスランド	NE	ニジェール	YU	ユーゴスラヴィア
CR	コスタ・リカ	IT	イタリア	NL	オランダ	ZA	南アフリカ共和国
CU	キューバ	JP	日本	NO	ノルウェー	ZW	ジンバブエ
CY	キプロス	KE	ケニア	NZ	ニュージーランド		
CZ	チェコ	KG	キルギスタン	PL	ポーランド		
DE	ドイツ	KP	北朝鮮	PT	ポルトガル		
DK	デンマーク	KR	韓国	RO	ルーマニア		

5 本発明は、誘電体バリア放電によって発生する紫外光を利用して発光せしめる誘電体バリア放電蛍光ランプによる光源装置に関する。以下、本発明を詳述する。

誘電体バリア放電蛍光ランプを含む光源装置は、画像読み取り装置の光源等に使

第 10 図はプッシュプル方式のインバータ回路を用いた誘電体バリア放電蛍光ランプの点灯回路の構成例を示す図である。また、第 11 図は第 10 図に示すインバータ回路の動作を示す図である。

11は鋸歯状波発振器であり、鋸歯状波発振器11が出力する第11図(a)に示す鋸歯状波は、比較器Cmpに入力される。比較器Cmpは上記鋸歯状波と一定レベルの電圧Vsを比較し、鋸歯状波が一定レベルの信号Vsより大きくなると出力を発生する。このため、鋸歯状波が入力されているとき比較器Cmpからは第11図(b)に示すように 所定の周期のパルス信号が出力される。このパルス信号は、ゲート信号生成回路4のフリップフロップFFのクロック端子CLKに入力され、フリップフロップFFはこのパルス信号により、第11図(c)に示すように反転する。

フリップフロップ F F の出力 Q およびその反転出力 Q' (図中では Q の上に横線を付して示している、以下同じ) はそれぞれゲート回路 G 1, G 2 の一方の入力端

子に入力され、また、前記比較器Cmpが出力するパルス信号は上記ゲート回路G1、G2の他方の入力端子に入力される。

したがって、ゲート回路G1、G2からは、第1-1図(d)(e)に示す2相のパルス信号が出力され、スイッチ素子Q3、Q4はこの2相のパルス信号により交互にオンとなる。そして、スイッチ素子Q3、Q4の出力はインバータ回路用ゲート信号GU、GLとして、抵抗R1、R2を介して前記したスイッチ素子Q1、Q2のゲート端子に印加される。これにより、スイッチ素子Q1、Q2は交互にオンとなり、第1-1図(f)に示すようにランプ1に電圧が印加されランプ1が点灯する。

- 10 誘電体バリア放電蛍光ランプ（以下ランプという）の発光は、連続光ではなくパルス発光であるため、これを画像読み取り装置の光源として使用とする場合、次のような問題が生ずる。

すなわち、CCD等の画像入力手段の処理周期と、誘電体バリア放電蛍光ランプに給電する給電装置のインバータの発振が同期していない場合、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に画像読み取りに関与する発光パルス数が一定とならず、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に読み取り画像の明るさが変化する。この変化の様子は、CCD等の画像入力手段の処理周期とインバータの発振とのビートによる周期的になり、その結果、読み取り画像が縞状のムラを含むものになってしまう。

- 20 フライバック方式のインバータ回路による給電装置を用いた場合には、CCD等の画像入力手段の処理周期の特定位相（例えば読み取り周期の開始タイミング）を示す外部同期信号によって、インバータの発振器の発振を初期化することにより両者の同期が簡単に掛けられる。

- 25 しかし、フルブリッジ方式、ハーフブリッジ方式、プッシュプル方式のインバータ回路においては、外部同期信号により発振器を初期化し、両者の同期を取ろうとすると以下に説明するように種々の問題が生ずる。なお、上記フライバック方式、フルブリッジ方式、ハーフブリッジ方式等のインバータ回路の構成、およびその動作については、例えば本出願人が先に提案した特願平10-78529号等を参照

されたい。また、図 10(a)に示すように、同期信号 Sync が入力されると、

以下、これを前記第 10 図に示した点灯回路の場合について説明する。

(1) 同期信号 Sync とインバータの発振器の発振位相は種々の要因により揺らぐ。両者が重ならない場合には、発光周期の揺らぎによる光量変動だけであるが、

5 発振位相の揺らぎにより、外部同期信号と上記発振器の発振位相が重なると、ランプの光量が増加する。

例えば、第 10 図に示す点灯回路において、CCD 等の画像入力手段の処理周期とランプの発光を同期させるには、同図の点線に示すように鋸歯状波発振器に外部同期信号を入力し、外部同期信号によって鋸歯状波発振器の発振を初期化する必要

10 がある。

ここで、上記外部同期信号 Sync が前記第 12 図 (a) に示すタイミング（比較器 Cmp からフリップフロップ FF を反転させるパルス信号が出力した後）で入力される場合、鋸歯状波発振器 Ocs は、同図に示すように同期信号 Sync により初期化され、所定時間後に発振を開始する。したがって、フリップフロップ FF は第 12 図 (c) のように反転する。その結果、インバータ回路のスイッチ素子 Q1、Q2 のゲート端子には第 12 図 (d) (e) に示すようなゲート信号が入力され、ランプ 1 は前記第 11 図の場合と同様に点灯する。

これに対し、第 13 図に示すタイミングで外部同期信号 Sync が入力されると、第 13 図 (a) に示すように、鋸歯状波が前記一定レベルの電圧 Vs に達する前に  
20 鋸歯状波発振器 Ocs は初期化され、前記フリップフロップ FF を反転させるパルス信号 A が脱落する。このため、フリップフロップ FF の出力は第 13 図 (c) に示すようになり、スイッチ素子 Q1、Q2 がオンになるタイミングは第 13 図 (d) (e) に示すようになる。その結果ランプの光量は減少する。

通常、パルスの発振位相／周波数は種々の要因で揺らぐので、外部同期信号 Sync の周波数と上記鋸歯状波発振器の発振周波数を調整しておき、外部同期信号 Sync により上記鋸歯状波発振器をある程度の頻度で同期化しても、発振器の発振位相と外部同期信号 Sync が重なる場合が生じる。

WO 00/70918  
そして、発振器の発振位相と外部同期信号 Sync の揺らぎにより発振器の発振位相と外部同期信号 Sync が重なったり重ならなかったりすると、ランプの光量に変動が生じる。

(2) さらに、外部同期信号 Sync と鋸歯状波発振器の発振位相が重なると、第 14 図 (a) ~ (d) に示すようにスイッチ素子 Q1 (または Q2) のオン時間が短くなると、スイッチ素子 Q1 (または Q2) に大きなサージ電圧が印加される。これは以下の理由による。

誘電体バリア放電蛍光ランプは電気回路的にはコンデンサとして動作し、ランプ印加電圧が変化している期間もしくは変化した直後のある期間のみ大きな電流が流れる。このため、スイッチ素子 Q1、Q2 にはオンになった直後に大きな電流が流れるが、その後は昇圧トランス 2 の 1 次側インダクタンスの大きさに依存してゆっくりと増加する電流、いわゆる励磁電流のみが流れ、この電流は上記スイッチ素子がオンになった直後に流れるパルス的な電流に比して非常に小さい。

すなわち、コンデンサとして動作するランプを充電するに必要な時間以上前記スイッチ素子 Q1、Q2 がオンであれば、スイッチ素子 Q1、Q2 をオフにする時点ではランプ電流は殆ど 0 となっている。

しかし、第 14 図に示すようにスイッチ素子 Q1、Q2 のオン時間が短くなると、ランプに電流が流れているときに、この電流をスイッチ素子 Q1、Q2 により遮断することになる。このため、スイッチ素子 Q1、Q2 に大きなサージ電圧が印加される。

ランプの光量を安定化する目的で、ランプ 1 に流れる電流や、インバータ回路 3 の入力電圧 +V をフィードバック制御する回路が設けられる場合に (後述する)、前記フリップフロップを反転させるパルス信号が脱落したり、脱落しなかったりを繰り返すときには、フィードバック制御回路の不安定を引き起し、大きな光変動を生ずる。

上記問題は、プッシュプル方式のインバータ回路だけでなく、ハーフブリッジ、フルブリッジ方式のインバータ回路でも同様に発生する。

以上のように、プッシュプル、ハーフブリッジ、フルブリッジ方式等のインバータ回路においては、発振器を外部同期信号により初期化しようとするとき、光量変動が生じたり、スイッチ素子にサージが生じたりするといった問題が発生する。

本発明は上記した事情に鑑みなされたものであって、光量変動を伴うことなく誘電体バリア放電蛍光ランプを外部同期信号に同期させて発光させることができ、画像読み取り装置の光源として使用するに好適な光源装置を提供することである。

#### 発明の開示

上記課題を本発明においては次のように解決する。

- 10 (1) 誘電体バリア放電によって発生する紫外光を利用して発光せしめる誘電体バリア放電蛍光ランプによる光源装置において、該誘電体バリア放電蛍光ランプに給電する給電装置のインバータの発振器を周波数可変発振器として、該周波数可変発振器からの発振信号を外部同期信号に位相ロックするように周波数可変発振器を制御する。
- 15 (2) 上記(1)において、インバータの周波数可変発振器の発振の特定位相で、時間幅が概略一定の内部位相信号を発生させ、外部同期信号により発振器の発振を初期化し、外部同期信号の有効期間と上記内部位相信号の有効期間とが重複する期間と重複しない期間の長さに応じて周波数可変発振器の電圧を制御し、周波数発振器の発振周波数を制御することにより、周波数可変発振器の発振を位相ロックする。
- 20 本発明においては、上記のように、誘電体バリア放電蛍光ランプに給電する給電装置のインバータの発振器を周波数可変発振器とし、該周波数可変発振器からの発振信号を外部同期信号に位相ロックするように周波数可変発振器を制御しているので、CCD等の画像入力手段の処理周期と、インバータ回路の発振を同期させることができ、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に画像読み取りに關与する発光パルス数が一定とすることができる。また、外部同期信号とインバータの発振器の発振位相が重なることによる前記第13図、第14図に示した光量変動を防止することができ、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に読み取り画像の明るさが変化する
- 25

ることがない。

また、インバータの周波数可変発振器の発振の特定位相で、時間幅が概略一定の内部位相信号を発生させ、外部同期信号により発振器の発振を初期化し、外部同期信号の有効期間と内部位相信号の有効期間とが重複する期間と重複しない期間の長さに応じて周波数可変発振器の電圧を制御し、周波数発振器の発振周波数を制御することにより、分周器を用いることなくインバータの発振位相を外部同期信号に位相ロックすることができる。このため装置を安価に構成することができる。さらに、周波数可変発振器の発振周波数可変範囲に応じて、外部同期信号の周波数範囲が限定されることもない。

10

#### 図面の簡単な説明

第1図は、本発明の第1の実施例の光源装置の全体構成を示す図である。第2図は、第1図に示した実施例の動作を示す図である。第3図は、本発明の第2の実施例を示す図である。第4図は、本発明の第2の実施例の詳細構成を示す図である。

15 第5図は、第4図における位相ロック回路の構成を示す図である。第6図は、第4図の鋸歯状波発振器と第4図の位相ロック回路を合わせて示す図である。第7図は、第6図に示す回路の位相整合状態における各部の波形を示す図である。第8図は、第6図に示す回路の位相進み状態における各部の波形を示す図である。第9図は、第6図に示す回路の停止状態における各部の波形を示す図である。第10図は、プッシュプル方式のインバータ回路による誘電体バリア放電蛍光ランプの点灯回路の構成例を示す図である。第11図は、第10図の動作を示す図である。第12図は、外部同期信号とインバータの発振位相が重なっていない状態を説明する図である。第13図は、外部同期信号とインバータの発振位相が重なった状態を説明する図である。第14図は、外部同期信号とインバータの発振位相が重なりインバータのス  
25 イッチ素子オン時間が短くなった状態を示す図である。

発明を実施するための最良の形態



第1図は本発明の第1の実施例の光源装置の全体構成を示す図である。同図において、5はD C電源であり、D C電源5が出力する直流電圧はインバータ回路3に給電され、インバータ回路3はこの直流電圧をスイッチングして交流に変換する。インバータ回路3が出力する交流電圧は、昇圧トランス2により昇圧され、誘電体  
5 バリヤ放電蛍光ランプ11に供給される。インバータ回路3としては、前記第10図に示したプッシュプル方式、あるいは、ハーフブリッジ方式、フルブリッジ方式等の各種方式のものを使用することができる。

4はゲート信号生成回路、11は周波数可変発振器であり、ゲート信号生成回路4としては前記第10図に示したものと同様なフリップフロップを備えた回路を用  
10 いることができ、また、周波数可変発振器11としては、例えばモトローラ社製のI CであるMC4024を使用することができる。

ゲート信号生成回路4には、周波数可変発振器11が出力する発振信号が入力され、インバータ回路3のスイッチ素子を駆動するゲート信号を生成する。

上記周波数可変発振器11が出力する発振信号は、分周器12で分周され、位相  
15 比較器13に入力される。位相比較器13は、分周器12の出力と外部同期信号Syncの位相を比較し、比較結果を誤差積分器として動作するローパスフィルタ14に出力する。ローパスフィルタ14は位相比較器13の出力を積算し上記位相差に応じた出力を発生する。上記位相比較器13とローパスフィルタ14としては、  
20 これらをワンチップに内蔵させたモトローラ社製のI CであるMC4044を使用することができる。

ローパスフィルタ14の出力は周波数可変発振器11の周波数制御入力端子に入力される。周波数可変発振器11はローパスフィルタ14の出力に応じた周波数で発振し、その結果、周波数可変発振器11の発振信号は、外部同期信号Syncの位相にロックされる。この構成により、周波数可変発振器11は外部同期信号Sy  
25 ncの周波数に対して分周器12の分周比だけ逡倍された周波数で、かつ外部同期信号Syncに同期して発振する。

第2図は第1図に示した実施例の動作を示す図であり、第2図により第1図に示

した実施例の動作について説明する。

周波数可変発振器 1 1 は第 2 図 (a) に示す発振信号を出力し、この発振信号は分周器 1 12 で分周され、分周器 1 12 は第 2 図 (b) に示す出力を発生する。

第 2 図 (c) に示すように外部同期信号 Sync が位相比較器 1 13 に入力される  
5 と、位相比較器 1 13 は同期信号 Sync (例えばその立ち上がり) と周波数可変発振器 1 1 の発振信号 (例えばその立ち上がり) とを比較し、第 2 図 (d) に示すようにその位相差に応じた出力を発生する。位相比較器 1 13 の出力はローパスフィルタ 1 14 に入力され、ローパスフィルタ 1 14 は位相比較器 1 13 の出力を積分し第 2 図 (e) に示す出力を発生する。

10 ローパスフィルタ 1 14 の出力は、周波数可変発振器 1 1 の周波数制御入力端子に入力される。周波数可変発振器 1 1 は周波数制御入力端子に入力される電圧に応じた周波数で発振する。

ここで、周波数可変発振器 1 1 の発振信号が外部同期信号 Sync より遅れている場合、第 2 図 (e) に示すようにローパスフィルタ 1 14 の出力が上昇し、周波数  
15 可変発振器 1 1 の発振周波数を上げ、また、周波数可変発振器 1 1 の発振信号が外部同期信号 Sync より進んでいる場合には、第 2 図 (e) に示すようにローパスフィルタ 1 14 の出力が下降して周波数可変発振器 1 1 の発振周波数を下げる。その結果、周波数可変発振器 1 1 の発振信号の位相は外部同期信号に位相ロックされる。

一方、周波数可変発振器 1 1 の発振信号は、ゲート信号生成回路 5 に入力され、  
20 ゲート信号生成回路 5 は、上記発振信号に基づき、インバータ回路 3 のスイッチ素子を駆動するゲート信号を出力する。

インバータ回路 3 のスイッチ素子はゲート信号に応じて開閉し、DC 電源 5 が出力する直流電圧を交流電圧に変換する。インバータ回路 3 が出力する交流電圧は昇圧トランス 2 を介してランプ 1 に印加され、ランプ 1 が点灯する。

25 ゲート信号生成回路 5 に入力される発振信号の発振位相は、上記したように外部同期信号 Sync に位相ロックされるので、ランプ 1 の発光を外部同期信号 Sync に同期させることができ、また、前記したような外部同期信号 Sync と発振器

の発振位相が重なることがないので、前記第13図、第14図に示した光量変動を防止することができる。

5 以上のように本実施例によれば、周波数可変発振器11の発振が外部同期信号Syncに位相ロックするばらに周波数可変発振器11を制御しているため、CCD等の画像入力手段の処理周期と、インバータ回路3の発振を同期させることができ、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に画像読み取りに関与する発光パルス数が一定となる。このためCCD等の画像入力手段の処理周期毎に読み取り画像の明るさが変化することがない。

10 ところで、上記第1の実施例のように分周器12を設けると、周波数通倍比を正確に決定することができる反面コスト高となる。また、周波数可変発振器11の発振周波数可変範囲に応じて、外部同期信号の周波数範囲が限定され、さらに、外部同期信号の周波数可変範囲に応じて分周器12の分周比を設定しなければならない欠点もある。

15 次に示す本発明の第2の実施例は、分周器を用いることなく周波数可変発振器の発振信号を外部同期信号に位相ロックするようにしたものである。

本発明の第2の実施例は、インバータの周波数可変発振器の発振の特定の位相で、時間幅が概略一定の内部位相信号を発生させ、外部同期信号により発振器の発振を初期化し、外部同期信号の有効期間のうち内部位相信号の有効期間と重複する期間は、周波数可変発振器の周波数を上げ、外部同期信号の有効期間のうち内部位相信号の有効期間と重複しない期間は、周波数可変発振器の周波数を下げることにより、外部同期信号に対して周波数可変発振器の発振を位相ロックするものである。

25 第3図は本発明の第2の実施例を示す図であり、同図において、第1図に示したものと同一のものには同一の符号が付されており、1は誘電体バリア放電蛍光ランプ、2は昇圧トランス、3はインバータ回路、4はゲート信号生成回路、5はDC電源である。

11は周波数可変発振器であり、周波数可変発振器11は外部同期信号Syncにより初期化される。周波数可変発振器11が出力する発振信号はゲート生成回路

4に供給されるとともに、該発振信号の特定位相において時間幅が略一定の内部位相信号を発生するパルス発生器21に

パルス発生器21の出力は、ゲート回路G11、G12の一方の入力端に入力され、また、ゲート回路G11、G12の他方の入力端には外部同期信号Syncが

- 5 入力される。ゲート回路G11はその両入力端がハイレベルのとき出力を発生し、またゲート回路G12はパルス発生器21の出力がローレベル、外部同期信号Syncがハイレベルのとき出力を発生する。これらゲート回路G11、G12の出力はそれぞれ充電チャージポンプ22、放電チャージポンプ23を介して、電流積分回路24に入力される。電流積分回路24は、上記パルス発生器21の出力と外部同
- 10 期信号Syncの位相差に応じた電圧を発生し、この電圧は周波数可変発振器11の周波数制御端子に入力される。以下では、上記パルス発生器21、ゲート回路G11、G12、充電チャージポンプ22、放電チャージポンプ23、電流積分回路24から構成される回路を位相ロック回路20という。

次に本実施例の動作について説明する。

- 15 周波数可変発振器11の発振信号は、前記したようにゲート信号生成回路4に入力され、ゲート信号生成回路4は、上記発振信号に基づき、インバータ回路3のスイッチ素子を駆動するゲート信号を出力する。

- インバータ回路3のスイッチ素子はゲート信号に応じて開閉し、D.C電源5が出力する直流電圧を交流電圧に変換する。インバータ回路3が出力する交流電圧は昇
- 20 圧トランス2を介してランプ1に印加され、ランプが点灯する。

一方、周波数可変発振器11の発振信号は、パルス発生器21に入力され、パルス発生器21は、前記したように該発振信号の特定位相において時間幅が略一定の内部位相信号を発生する。

- ゲート回路G11は上記内部位相信号がハイレベルでかつ外部同期信号がハイレ
- 25 ベルのとき出力を発生し、電流積分回路24に対して充電チャージポンプ22を働かせその出力を上昇させる。また、ゲート回路G12は内部位相信号がローレベルでかつ外部同期信号がハイレベルのとき出力を発生し、電流積分回路24に対して

放電チャージポンプ23を働かせ、その出力を減少させる。

このため、内部位相信号がハイレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間と、内部位相信号がローレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間が等しいときは、電流積分回路24の出力電圧は変わらない。

- 5 一方、内部位相信号が外部同期信号より進み位相になると、内部位相信号がローレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間の方が長くなり、電流積分回路24の出力電圧は低下する。このため、周波数可変発振器11の発振周波数は低下する。

したがって、内部位相信号がハイレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間と、内部位相信号がローレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間が等しくな

- 10 る。

逆に、内部位相信号が外部同期信号より遅れ位相になると、内部位相信号がローレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間の方が短くなり、電流積分回路24の出力電圧は上昇する。このため、周波数可変発振器11の発振周波数は上昇し、内部位相信号がハイレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間と、内部位相信

- 15 号がローレベルでかつ外部同期信号がハイレベルの期間が等しくなる。以上のよう  
うに、外部同期信号Syncと内部位相信号の位相差に応じて周波数可変発振器11  
の発振周波数が制御され、周波数可変発振器6の発振信号は外部同期信号に位相  
ロックされる。

- 本実施例においては、以上のように周波数可変発振器11の発振が外部同期信号  
20 Syncに位相ロックするように、周波数可変発振器11を制御しているため、前  
記第1の実施例と同様、外部同期信号Syncと発振器の発振位相が重なることが  
なく、前記第13図、第14図に示した光量変動を防止することができる。また、  
CCD等の画像入力手段の処理周期と給電装置のインバータの発振が同期し、CC  
D等の画像入力手段の処理周期毎に画像読み取りに関与する発光パルス数が一定と  
25 なる。このためCCD等の画像入力手段の処理周期毎に読み取り画像の明るさが変  
化することがない。

また、分周器を用いることなく周波数可変発振器11の発振信号を外部同期信号

に位相ロックさせることができるので、安価に構成することができ、さらに、周波数可変発振器 1 1 の発振周波数可変範囲に応じて外部同期信号の周波数範囲が限定されることもない。

次に第 4 図、第 5 図により上記第 2 の実施例の具体的構成例について説明する。

5 第 4 図は本実施例の光源装置の全体構成を示す図であり、第 4 図中の位相ロック回路 2 0 の回路構成を第 5 図に示す。

本実施例のインバータ回路 3、ゲート信号生成回路 4 の基本構成は前記第 1 0 図に示したものと同様である。なお、第 4 図では、プッシュプル方式のものについて説明するが、インバータ回路 3 としては、前記したようにフルブリッジ方式あるい

10 はハーフブリッジ方式等の回路等を用いることもできる。

まず、第 4 図の各部の回路について説明する。

(1) チョップパ回路、ゲート生成回路およびインバータ回路

第 4 図において、図示しない DC 電圧源から供給される DC 電圧  $V_i$  はコンデンサ C 1、チョークコイル C H を介して F E T 等を利用したスイッチ素子 Q 5 に接続  
15 される。

スイッチ素子 Q 5 がオン状態からオフ状態に変化したときに、チョークコイル C H に発生する誘導電圧は、昇圧された DC 電圧  $V_j$  としてダイオード D 1 を介して平滑コンデンサ C 2 に蓄えられる。上記チョークコイル C H、スイッチ素子 Q 5、ダイオード D 1、平滑コンデンサ C 2 よりなるチョップパ回路は、一般に昇圧型チョ  
20 ッパ回路と呼ばれ、チョップパ回路用スイッチ素子 Q 5 には、コンデンサ C 3 と抵抗 R 3 等よりなるサージ吸収用のスナバ回路を設ける場合がある。

F E T 等を利用したスイッチ素子 Q 1、Q 2、昇圧トランス 2 で前記第 1 0 図に示したプッシュプル方式のインバータ回路を構成しており、上記チョップパ回路の出力電圧  $V_j$  は昇圧トランス 2 の 1 次側の中点タップに接続される。

25 そして、前記したように、スイッチ素子 Q 1、Q 2 が交互にオンとなることにより、前記第 1 1 図 (f) に示すようにランプ 1 に電圧が印加されランプ 1 が点灯する。

一方、周波数制御端子に印加される電圧に応じた周波数の鋸歯状波を発生する鋸歯状波発振器11の出力は、比較器Cmpの一方の入力端子に入力される。比較器Cmpの他方の入力端子には、演算増幅器Ampよりの出力電圧Vsが入力され、鋸歯状波発振器11の出力鋸歯状波と前記演算増幅器Ampよりの出力電圧Vsの  
5 高低関係に応じて、前記第11図(b)に示したデューティサイクル比が変調された矩形波の発振信号が、比較器Cmpから出力される。

比較器Cmpから出力される発振信号は、フリップフロップFF、ゲート回路G1、G2、スイッチ素子Q3、Q4から構成されるゲート信号生成回路4に入力され、これによりインバータ回路用ゲート信号GU、GLが生成される。インバータ  
10 回路用ゲート信号GU、GLは、それぞれ抵抗器R1、R2を介して、スイッチ素子Q1、Q2のゲート端子に入力される。

一方、チョッパゲート信号発生回路は、ダイオードD2、D3、抵抗器R4よりなる信号加算器を用いて構成され、これにインバータ回路用ゲート信号GU、GLが入力されることにより、チョッパ回路用ゲート信号Gcが生成される。なお、上  
15 記信号加算器によりチョッパ回路用ゲート信号Gcを生成する方法は、インバータ回路用ゲート信号GU、GLに同期した信号を生成する方法のうちでも、最も簡単なものの一つである。

チョッパ回路用ゲート信号Gcは、トランジスタQ6、Q7よりなるバッファ回路、コンデンサC4と抵抗器R5よりなる微分回路および抵抗器R6を介して、前  
20 記チョッパ回路用スイッチ素子Q5のゲート端子に入力される。

なお、上記トランジスタQ6、Q7よりなるバッファ回路、コンデンサC4と抵抗器R5よりなる微分回路は、チョッパ回路用スイッチ素子Q5がオフ時損失が発生し易いために、これを低減する目的で付加したもので、必要に応じて省略することができる。

25 上記したインバータ回路のスイッチ素子Q1、Q2、比較器Cmp、ゲート信号生成回路4の動作は前記第11図に示したものと同様であり、以下、簡単に本実施例のインバータの動作および上記チョッパ回路の動作について説明する。なお、上

前記インバータの動作および上記チョップパ回路の動作の詳細は前記した特願平 1.0 - 7 8 5 2 9 号に記載されており、これを参照されたい。

第 4 図において、2つのインバータ回路用ゲート信号 G U, G L のうちの何れか一方がハイレベルのときは、チョップパ回路用ゲート信号 G c がハイレベルとなっている。このため、チョップパ回路用ゲート信号 G c の周波数は、回路動作の周波数、すなわち、前記インバータ回路のスイッチ素子 Q 1, Q 2 それぞれの周波数の 2 倍になっている。

前記チョップパ回路用ゲート信号 G c がハイレベルのときは、前記チョップパ回路用スイッチ素子 Q 5 がオンになることにより、前記チョークコイル C H の電流が増加し、チョークコイル C H には磁気エネルギーが蓄積されてゆく。前記チョップパ回路用ゲート信号 G c がローレベルになると、前記チョップパ回路用スイッチ素子 Q 5 がオフになって、前記チョークコイル C H の電流が減少することにより、チョークコイル C H に蓄積された磁気エネルギーが、電気エネルギーとして前記平滑コンデンサ C 2 に充電される。

一方、2つのインバータ回路用ゲート信号 G U, G L のうちの何れか一方がハイレベルとなると、スイッチ素子 Q 1, Q 2 のうちの対応する一方がオンになり、昇圧トランス 2 の 2 次側において、ランプ印加電圧波形は、極性が逆転する方向に向けて急峻に変化する。そしてランプ 1 で放電が発生する。

前記のように、ランプ 1 は基本的に全体としてコンデンサとして動作するため、2つのインバータ回路用スイッチ素子 Q 1, Q 2 のうちの一方がオンになった直後には、スイッチ素子 Q 1 または Q 2 およびランプ 1 にパルス的な電流が流れるが、放電が終了後は、ランプ 1 には有意な電流は流れない。

したがって、放電が終了後は、2つのインバータ回路用スイッチ素子 Q 1, Q 2 のうち一方がオンであっても、スイッチ素子 Q 1, Q 2 には、昇圧トランス 2 の 1 次側インダクタンスの大きさに依存してゆっくりと増加する電流、いわゆる励磁電流が流れるのみで、これは、前記のインバータ回路用スイッチ素子がオンになった直後に流れるパルス的な電流に比して非常に小さい。



つまり、スイッチ素子Q1、Q2がオンになった直後に流れるパルス的な電流が終了後は、前記平滑コンデンサC2から流し出される電荷は少ないため、前記チョップ回路出力電圧はほぼ一定である。

## (2) ランプ投入電力のフィードバック安定化回路

- 5 第4図に示す回路においては、ランプ投入電力のフィードバック安定化制御機能が含まれており以下これを簡単に説明する。

ゲート信号発生回路等やフィードバック安定化制御等の制御回路のための電源は、ダイオードD5とコンデンサC5により、チョップ回路の動作に伴う急峻な電源ピーク電流の影響が低減され、基準電圧源VRegに供給される。基準電圧源VReg  
10 gの出力側にはコンデンサC6が接続されており、基準電圧源VRegは、フィードバック安定化制御のための基準電圧Vrefを発生する。

一方、ダイオードD6、コンデンサC7、可変抵抗器VR1、抵抗器7によりフィードバック安定化制御対象としてチョップ回路出力電圧Vjが検出される。ダイオードD6、コンデンサC7はピークホールド回路を構成しており、これにより  
15 チョップ回路出力電圧Vjのリプルが除去される。

検出されたチョップ回路出力電圧は、前記演算増幅器Ampの非反転入力端子に入力される。一方、基準電圧源VSの出力電圧が抵抗器R8、R9により分圧され、前記演算増幅器Ampの反転入力端子に入力される。演算増幅器Ampには、誤差積分回路として動作させるためのフィードバックコンデンサC8が出力端子と反転  
20 入力端子の間に接続されている。

本実施例においては、上記構成のフィードバック安定化制御のための回路構成を備えており、前記演算増幅器Ampの非反転入力端子への入力電圧が反転入力端子への入力電圧よりも高い場合は演算増幅器Ampの出力電圧が上昇する。

このため、前記比較器Cmpよりの発振信号のデューティサイクル比が低下、す  
25 なわち両方のゲート信号がローレベルである期間が増加し、チョップ回路用スイッチ素子Q5がオンである期間のデューティサイクル比が低下する。これにより、チョップ回路出力電圧Vjが低下する。

また反対に、前記演算増幅器  $Amp$  の非反転入力端子への入力電圧が反転入力端子への入力電圧よりも低い場合は、逆にチョップ回路出力電圧  $V_j$  が上昇する。

すなわち、チョップ回路の出力電圧  $V_j$  が一定に制御され、結果としてランプ投入電力が一定にフィードバック安定化制御される。また、前記可変抵抗器  $V.R.1$  を

5 調整することによりランプ投入電力を増減することができる。

なお、上記フィードバック動作に伴って、発振信号デューティサイクル比が変動し、その結果、インバータ回路用スイッチ素子  $Q.1$ 、 $Q.2$  のデューティサイクル比が変動する。しかし、前記したようにランプ 1 は基本的にコンデンサとして動作するため、スイッチ素子  $Q.1$ 、 $Q.2$  のうちの一方がオンになった直後には、パルス的な電流が流れるものの、放電が終了後はランプには有意な電流は流れない。このため上記デューティサイクル比の変動はランプの放電自体やランプ投入電力に関して問題にはならない。

ただし、これが問題になる場合は、例えば本出願人が先に提案した特願平 1-1-105884 号の発明を利用して解決することができる。

15 第 4 図の実施例の光源装置を構成するために用いた回路素子のうち、前記鋸歯状波発振回路 11、電圧比較器  $Cmp$ 、演算増幅器  $Amp$ 、フリップフロップ  $FF$ 、ゲート回路  $G.1.1$ 、 $G.1.2$ 、トランジスタ  $Q.3$ 、 $Q.4$ 、基準電圧源  $V_s$  等が 1 パッケージに収納された集積回路  $IC.7$  (第 6 図に記載) が市販されており (例えば、テキサスインスツルメンツ社製  $TL.4.9.4$ )、これを用いることにより、上記回路

20 は非常に少ない部品点数で製作することができる。

### (3) 位相ロック回路

前記した鋸歯状波発振器 11 の発振周波数は、その周波数制御端子に入力される電圧により制御され、その発振位相が外部同期信号  $Sync$  に同期するように制御される。このため、本実施例においては第 4 図に示すように位相ロック回路 20 が

25 設けられている。

第 4 図に示す鋸歯状波発振器 11 の周波数制御端子には、トランジスタ  $Q.8$  が接続されており、位相ロック回路 20 が出力する周波数制御信号  $FC$  は上記トランジ

スタQ 8に入力される。鋸歯状波発振器 1 1 の発振周波数は、上記周波数制御信号 F Cの大きさに応じて制御される。また、鋸歯状波発振器 1 1 には発振周波数を定める外付けのコンデンサC 9が取り付けられおり、このコンデンサC 9を放電させることにより鋸歯状波発振器 1 1 の発振は初期化される。

- 5 第5図は上記位相ロック回路 2 0の構成を示す図である。初期化信号 S y n cは第5図の同期信号入力端子 S y n cに入力されるとともに、第4図に示すスイッチ素子Q 9に入力される。また、鋸歯状波発振器 1 1の発振信号が第5図に示す位相ロック回路 2 0の入力端子 O s cに入力される。

- 第5図に示す位相ロック回路 2 0は前記第3図に示した位相ロック回路と同様の機能  
10 機能を有し、第3図の位相ロック回路が有するパルス発生器 2 1に相当する回路(第5図の I C 1, コンデンサC 1 1, I C 2等からなる回路)、ゲート回路G 1 1, G 1 2に相当する回路(第5図のダイオードD 1 3, D 1 4からなる論理回路)、充電チャージポンプ 2 2、放電チャージポンプ 2 3に相当する回路(第5図のダイオードD 1 5, 1 6からなる回路)、電流積分回路 2 4に相当する回路(コンデン  
15 サC 1 2等からなる回路)を備えている。そして、前記第3図で説明したのと同様に動作して鋸歯状波発振器 1 1の発振位相を初期化信号 S y n cによりロックする。さらに、第5図に示す位相ロック回路 2 0は、起動/停止回路 3 0を備えており、起動信号 A C Tをローレベルにすることにより動作を停止する。

- 第6図は上記第4図、第5図に示した位相ロック回路 2 0および鋸歯状波発振器  
20 1 1からなる回路を1枚にまとめて示したものであり、第4図、第5図に示したものと同一ものには同一の符号を付している。以下、第6図により位相ロック回路について説明する。なお、第6図中において、鋸歯状波発振器は I C 7中の 1 1で示すブロックである。

- 第6図において、3 0は起動/停止回路であり、起動信号 A C T\*がハイレベル  
25 (この状態が停止状態)であると、起動/停止回路 3 0の出力 A C Tはローレベルとなり、論理反転回路 I C 6の出力はハイレベルとなる。その結果、ダイオードD 1 1, D 1 2を介して抵抗R 1 3, R 1 5の出力側がハイレベルにクランプされ、

回路の制御動作は停止する。一方、起動信号  $ACT^*$  がローレベルになると、起動／停止回路 30 の出力  $ACT$  はハイレベル、論理反転回路 IC-6 の出力はローレベルとなり、回路は動作可能な状態となる。以下、上記起動信号  $ACT^*$  がローレベルで、回路が動作可能な状態であるとして回路動作を説明する。

- 5 鋸歯状波発振器 11 からの発振信号が論理反転回路 IC 1 に入力され、論理反転回路 IC 1 は鋸歯状波の発振信号の振幅が一定レベルを越えるとローレベルの出力を発生する。論理反転回路 IC 1 が出力するパルス信号は、コンデンサ C 11 と抵抗 R 1-2 からなる微分回路で微分され抵抗 R 1-1 を介して論理反転回路 IC 2 に入力される。論理反転回路 IC 2 は、上記微分回路が出力する微分波形が一定のレベルを越えるとローレベルの出力を発生する。すなわち、論理反転回路 IC 2 からは、パルス幅が略一定で、周波数が上記鋸歯状波発振器 11 の発振周波数に等しいパルス信号が出力される。

- このパルス信号はさらに論理反転回路 IC 3 により反転される。上記論理反転回路 IC 1、微分回路、…、論理反転回路 IC 3 から構成される回路は、前記第 3 図のパルス発生器 21 に相当しており、以下、論理反転回路 IC 3 が出力するパルス信号を内部位相信号と呼ぶ。

- 論理反転回路 IC 3 の出力側には抵抗 R 14 とダイオード D 13 が接続され、ダイオード D 13 のカソード側は抵抗 R 15 に接続される。また、抵抗 R 14 の出力側にはダイオード D 14 が接続されおり、ダイオード D 14 のカソード側は後述する論理反転回路 IC 5 の出力側に接続される。

一方、論理反転回路 IC 4 の入力には、外部同期信号  $Sync$  が入力される。なお、外部同期信号  $Sync$  は、幅  $0.5 \sim 4 \mu s$  の正論理パルスである。

- 外部同期信号  $Sync$  が入力されていないときは（ローレベルのとき）、論理反転回路 IC 4 の出力はハイレベル、論理反転回路 IC 4 の出力側に接続された論理反転回路 IC 5 の出力はローレベルとなり、また、外部同期信号  $Sync$  が入力されると（ハイレベルになると）、論理反転回路 IC 4 の出力はローレベル、論理反転回路 IC 5 の出力はハイレベルとなる。

論理反転回路 I C 4 の出力は、抵抗 R 1 5 を介してダイオード D 1 3 のカソード側に接続される。また、論理反転回路 I C 5 の出力は、トランジスタ Q 8 の制御入力端に接続されており、外部同期信号 S y n c がハイレベルになるとトランジスタ Q 8 はオンとなり、コンデンサ C 9 が放電する。その結果、鋸歯状波発振器 1 1 は初期化される。

外部同期信号 S y n c が入力されていないとき（ローレベルのとき）、論理反転回路 I C 4 の出力はハイレベル、論理反転回路 I C 5 の出力はローレベルであり、前記論理反転回路 I C 3 の出力側はローレベルにクランプされる。このため、論理反転回路 I C 3 が出力する内部位相信号はダイオード D 1 5 には入力されない。

一方、外部同期信号 S y n c が入力されると（ハイレベルになると）、論理反転回路 I C 4 の出力はローレベル、論理反転回路 I C 5 の出力はハイレベルとなる。ここで、内部位相信号（論理反転回路 I C 3 の出力）がハイレベルであると、論理反転回路 I C 3 から抵抗 R 1 4 を介してダイオード D 1 5 に電流が流れ込む。また、論理反転回路 I C 3 の出力がハイレベルのため、ダイオード D 1 6 のカソード側の電位はダイオード D 1 3 を介してハイレベルとなる。このため、ダイオード D 1 5 , D 1 6 の接続点に接続されているコンデンサ C 1 2 が充電される。なお、このとき論理反転回路 I C 4 の出力側はローレベルであるが、論理反転回路 I C 4 の出力側には抵抗 R 1 5 が接続されているので、論理反転回路 I C 3 の出力側がローレベルになることはない。

また、外部同期信号 S y n c がハイレベル（論理反転回路 I C 4 の出力がローレベル）のとき、内部位相信号がローレベル（論理反転回路 I C 3 の出力がローレベル）になると、ダイオード D 1 5 のアノード側の電位はローレベルとなり、ダイオード D 1 6 、抵抗 R 1 5 を介して論理反転回路 I C 4 に電流が流れ込む。このため、ダイオード D 1 5 , D 1 6 の接続点に接続されているコンデンサ C 1 2 が放電する。

すなわち、上記論理反転回路 I C 1 3 , I C 4 , I C 5 、ダイオード D 1 3 , D 1 4 , D 1 5 , D 1 6 等から構成される回路は、前記第 3 図に示した、ゲート G 1 1 , G 1 2 、充電チャージポンプ 2 2 、放電チャージポンプ 2 3 として機能し、コ

コンデンサC 1 2は第3図に示した電流積分回路2 4として機能する。コンデンサC 1 2の電圧はトランジスタQ 9に入力され、トランジスタQ 9の出力電圧により鋸歯状波発振器1 1の発振周波数が制御される。また、トランジスタQ 9と並列に可変抵抗V R 2が接続されており、可変抵抗V R 2により鋸歯状波発振器1 1の発振周波数を調整することができる。第7図、第8図、第9図は第6図の動作を示す波形図であり、以下、第6図～第9図により本実施例の位相ロック動作について説明する。

(1) 位相整合状態時の動作

第7図は鋸歯状波発振器1 1の発振位相と外部同期信号S y n cが位相整合状態にあるときの動作波形図である。なお、同図中の(1)～(1 3)は第6図中の(1)～(1 3)における波形を示している。

鋸歯状波発振器1 1は第7図(1)に示す鋸歯状波を出力する。この発振信号は論理反転回路I C 1に入力され、論理反転回路器I C 1は、発振信号の振幅が所定値よりローレベルのときハイレベルの出力を発生する。したがって論理反転回路I C 1からは第7図(2)に示すパルス信号が出力される。

コンデンサC 1 1、抵抗R 1 2から構成される微分回路は、第7図(2)に示すパルス信号を微分し、その出力波形は第7図(3)に示すようになる。論理反転回路I C 2は、第7図(3)に示す微分波形の振幅が所定レベルを越えるとローレベルの出力を発生するので、論理反転回路I C 2からは第7図(4)に示すパルス信号が出力される。

起動/停止信号A C T \*がローレベル(起動状態)で論理反転回路I C 6の出力が第7図(1 3)に示すようにローレベルであると、論理反転回路I C 2の出力は抵抗R 1 3を介して論理反転回路I C 3に入力され、論理反転回路I C 3の入力側、出力側の波形は第7図(5)(6)に示すようになる。なお、第7図(6)の波形を前記したように内部位相信号と呼ぶ。

上記のように第7図(2)に示すパルス信号を微分して、微分波形を論理反転回路I C 2において所定値と比較し、第7図(4)に示すパルス信号を生成すること

により、鋸歯状波発振器 1 1 の発振周波数に依存しない略一定幅のパルス信号を生成することができる。なお、上記のような微分回路と論理反転回路を用いる代わりに、モノステーブルマルチバイブレータ等を用いて一定幅のパルスを生成するようにしてもよい。

5       ここで、第 7 図に示すように鋸歯状波が立ち下がってから時間後に同期信号 Sync が入力されると、前記したように第 6 図のトランジスタ Q 8 がオンになり、コンデンサ C 9 が放電し、鋸歯状波発振器 1 1 は初期化される。またこれとともに、論理反転回路 I C 4 の出力は第 7 図 ( 7 ) に示すようにローレベル、論理反転回路 I C 5 の出力は第 7 図 ( 8 ) に示すようにハイレベルとなる。

10       このとき、第 7 図 ( 6 ) に示すように内部位相信号 ( 論理反転回路 I C 3 の出力 ) がハイレベルであると、前記したように充電チャージポンプを構成するダイオード D 1 5 のアノード側の電位は第 7 図 ( 9 ) に示すように上昇する。このため、ダイオード D 1 5 を介して電流積分回路を構成するコンデンサ C 1 2 に第 7 図 ( 1 1 ) に示す電流が流れ込み、コンデンサ C 1 2 の電位は第 7 図 ( 1 2 ) に示すように上昇する。

15       次に、外部同期信号がハイレベルのとき、第 7 図 ( 6 ) に示すように内部位相信号がローレベル ( 論理反転回路 I C 3 の出力がローレベル ) になると、ダイオード D 1 5 のアノード側の電位は第 7 図 ( 9 ) に示すように低下する。一方、論理反転回路 I C 4 の出力側は第 7 図 ( 7 ) に示すようにローレベルであり、ダイオード D 20   1 6 のカソード側の電位はローレベルであるので、ダイオード D 1 6 を介して電流積分回路を構成するコンデンサ C 1 2 から電流が流れ出し、コンデンサ C 1 2 の電位は第 7 図 ( 1 2 ) に示すように低下する。

25       ここで、外部同期信号 Sync がハイレベルでかつ内部位相信号 [ 第 7 図 ( 6 ) ] がハイレベルの期間と、外部同期信号 Sync がハイレベルでかつ内部位相信号がローレベルの期間が等しい場合には、コンデンサ C 1 2 の充電電流と放電電流の積分値は等しくなり、第 7 図 ( 1 2 ) に示すようにコンデンサ C 1 2 の電位は上昇した後、同じ量だけ低下する。このため、鋸歯状波発振器 1 1 の周波数制御端子に入

すなわち、鋸歯状波発振器 1-1 の発振位相と外部同期信号 S y n c が位相整合状態にあるときは、第 7 図に示すように、鋸歯状波発振器 1-1 の発振位相と外部同期信号 S y n c が所定の位相関係になるように動作し、この状態を定常的に継続する。

図 第 8 図は鋸歯状波発振器 11 の発振位相が外部同期信号 Sync より位相進み状態にあるときの動作波形図である。なお、同図中の (1) ~ (13) は第 6 図中の (1) ~ (13) における波形を示している。

電流積分回路を構成するコンデンサC 1 2は、前記したように外部同期信号S y n cがハイレベルでかつ内部位相信号〔第8図（6）〕がハイレベルの期間に充電され、外部同期信号S y n cがハイレベルでかつ内部位相信号がローレベルの期間に放電されるので、この場合には、コンデンサC 1 2の充放電電流は第8図（11）のようになり、コンデンサC 1 2の電位は第8図（12）のように低下する。このため、鋸歯状波発振器11の発振周波数は低下し、外部同期信号S y n cに対する鋸歯状波発振器11の発振位相の進み量が減少する。

逆に、鋸歯状波発振器 11 の発振位相が外部同期信号 S y n c より遅れ位相になると、鋸歯状波発振器 11 の発振周波数が上昇し、外部同期信号 S y n c に対する鋸歯状波発振器 11 の発振位相の遅れ量が減少する。

### (3) 停止狀態



第9図は起動／停止信号ACT\*がハイレベルで停止状態にあるときの各部の動作波形を示す図である。なお、同図中の(1)～(13)は第6図中の(1)～(13)における波形を示している。

- 起動／停止信号ACT\*がハイレベルであると、論理反転回路IC6の出力は第9図(13)に示すようにハイレベルとなる。このため、ダイオードD11を介して論理反転回路IC3の入力側は第9図(5)に示すようにハイレベルとなり、論理反転回路IC3の出力側は第9図(6)に示すようにロレベルとなる。また、同様に、ダイオードD12を介してダイオードD16カソード側の電位は第9図(10)に示すようにハイレベルとなる。したがって、同期信号Syncが入力されてもコンデンサC12への充電(放電)電流は流れない。

この状態では、鋸歯状波発振器11の周波数制御端子には抵抗R16、R17の分圧比により定まる電圧が印加され、鋸歯状波発振器11はこの電圧で定まる周波数で発振する。

- そして、起動／停止信号ACT\*がローレベルとなり、外部同期信号Syncが入力されると第7図、第8図で説明したような制御動作が行われ、鋸歯状波発振器11の発振位相が外部同期信号Syncに位相ロックされるように制御される。

- なお、本発明は、ランプ1に封入する放電用ガスとしてネオンやアルゴン、クリプトン、キセノン、ラドン等の希ガス以外にも、これらと弗素や塩素、臭素等のハロゲンの混合物や化合物を用い、エキシマ発光によって紫外線等を生成する、所謂誘電体バリア放電エキシマランプにおいても適用可能である。また、水銀などの金属蒸気、または、メタルハライドと呼ばれるような、これら金属蒸気とハロゲンの混合物や化合物であっても有効に作用し、放電用ガスとして如何なるものを使用したものであるかについて、全く無関係に応用可能である。

- また、言うまでも無いが、実施例で説明した回路動作の詳細事項、例えば、信号の極性であるとか、具体的な回路素子の選択や追加、省略、或いは素子の入手の便や経済的理由に基づく変更などの創意工夫は、実際の装置の設計業務において、精力的に遂行されることを前提としている。

とりわけ、外部より入力される同期信号 Sync について、そのパルス幅が不都合であったり、パルス幅が変動する可能性のある場合に、モノステーブルマルチバイブル回路を挿入して、これを一定の適当なパルス幅を有するものに整形したり、極性が不都合である場合に、論理反転回路を挿入して補正するような事項は、本発明の範囲内である。

以上説明したように、本発明においては、該誘電体バリア放電蛍光ランプに給電する給電装置のインバータの発振器を周波数可変発振器とし、該周波数可変発振器からの発振信号を外部同期信号に位相ロックするように周波数可変発振器を制御しているため、ランプの発光と外部同期信号を同期させることができる。また、外部同期信号と発振器の発振位相が重なることによる光量変動を防止することができる。このため、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に画像読み取りに關与する発光パルス数が一定とすることができ、CCD等の画像入力手段の処理周期毎に読み取り画像の明るさが変化することがない。

また、インバータの周波数可変発振器の発振の特定位相で、時間幅が概略一定の内部位相信号を発生させ、外部同期信号の有効期間と内部位相信号の有効期間とが重複する期間と重複しない期間の長さに応じて周波数発振器の発振周波数を制御することにより、分周器を用いることなくインバータの発振位相を外部同期信号に位相ロックすることができる。このため装置を安価に構成することができる。また、周波数可変発振器の発振周波数可変範囲に応じて、外部同期信号の周波数範囲が限定されることもない。

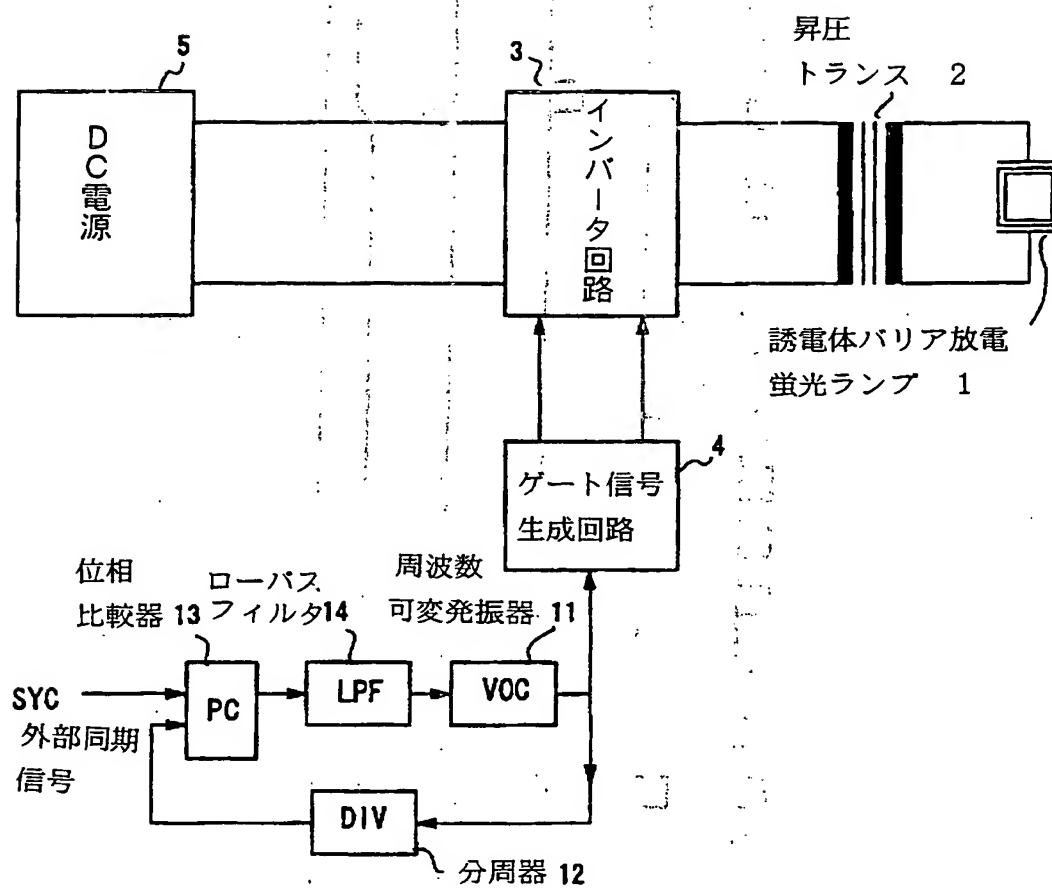
#### 産業上の利用可能性

以上のように、本発明は、誘電体バリア放電によって発生する紫外光を利用して発光せしめる誘電体バリア放電蛍光ランプによる光源装置に関する。

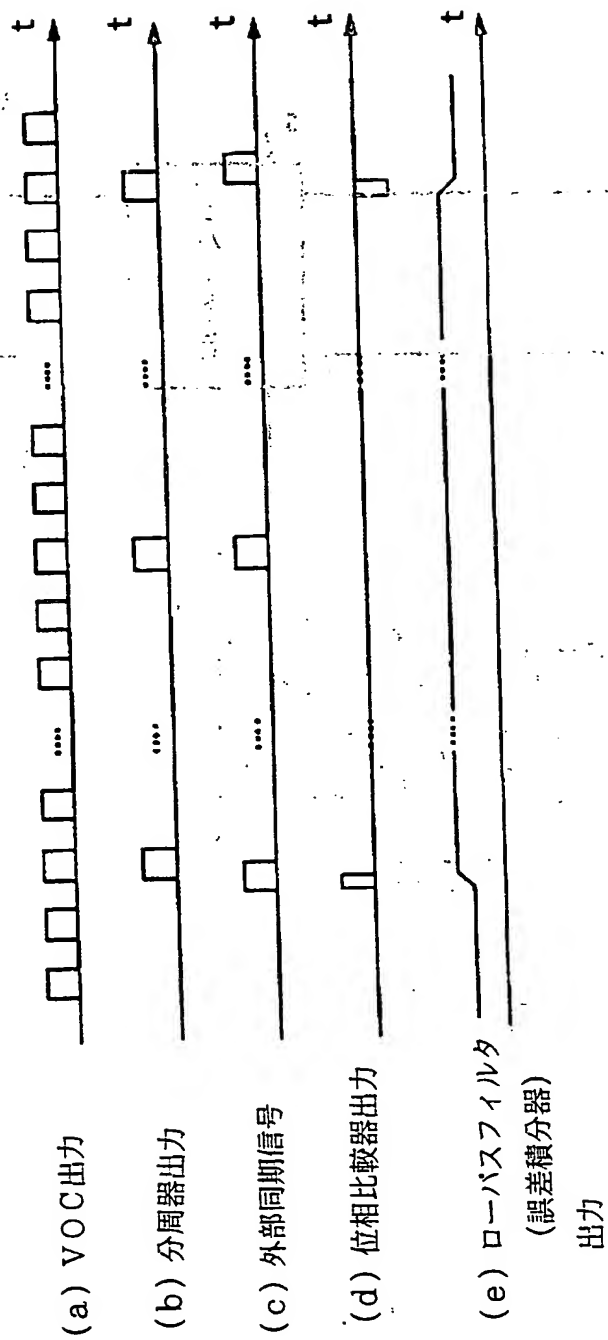
請求の範囲第1項に記載の光源装置において、  
 1. 誘電体バリア放電によって発生する紫外光を利用して発光せしめる誘電体バリア放電蛍光ランプによる光源装置において、

- 5 該誘電体バリア放電蛍光ランプに給電する給電装置のインバータの発振器を周波数可変発振器とし、該周波数可変発振器からの発振信号を外部同期信号に位相ロックするように周波数可変発振器を制御することを特徴とする光源装置。
2. インバータの周波数可変発振器の発振の特定位相で、時間幅が概略一定の内部位相信号を発生させ、外部同期信号により発振器の発振を初期化し、外部同期信号の有効期間と上記内部位相信号の有効期間とが重複する期間と重複しない期間の長さに応じて周波数可変発振器の電圧を制御し、周波数可変発振器の発振周波数を制御することにより、周波数可変発振器の発振を位相ロックすることを特徴とする特許請求の範囲第1項に記載の光源装置。

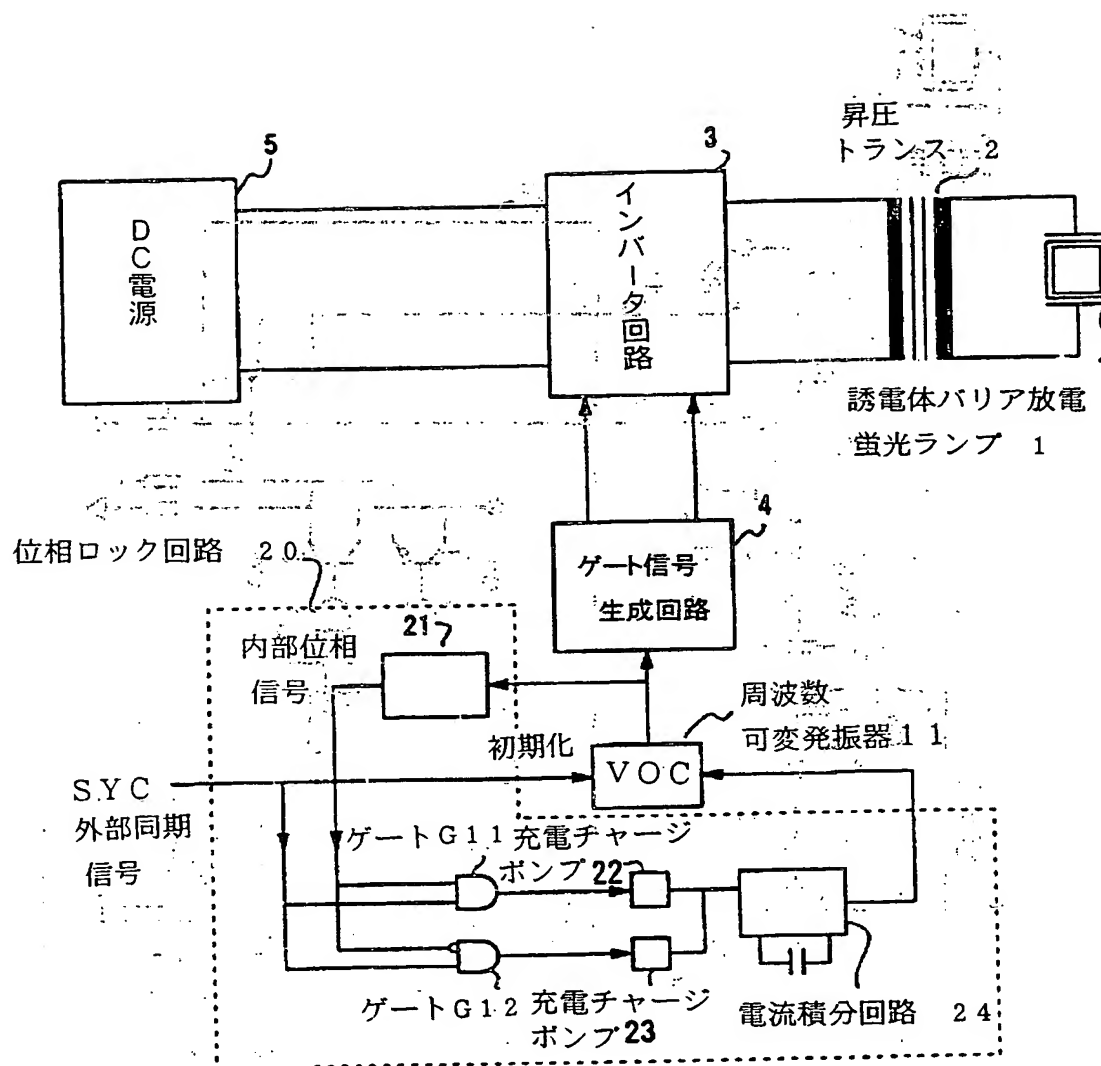
第1図



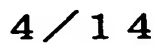
第2図



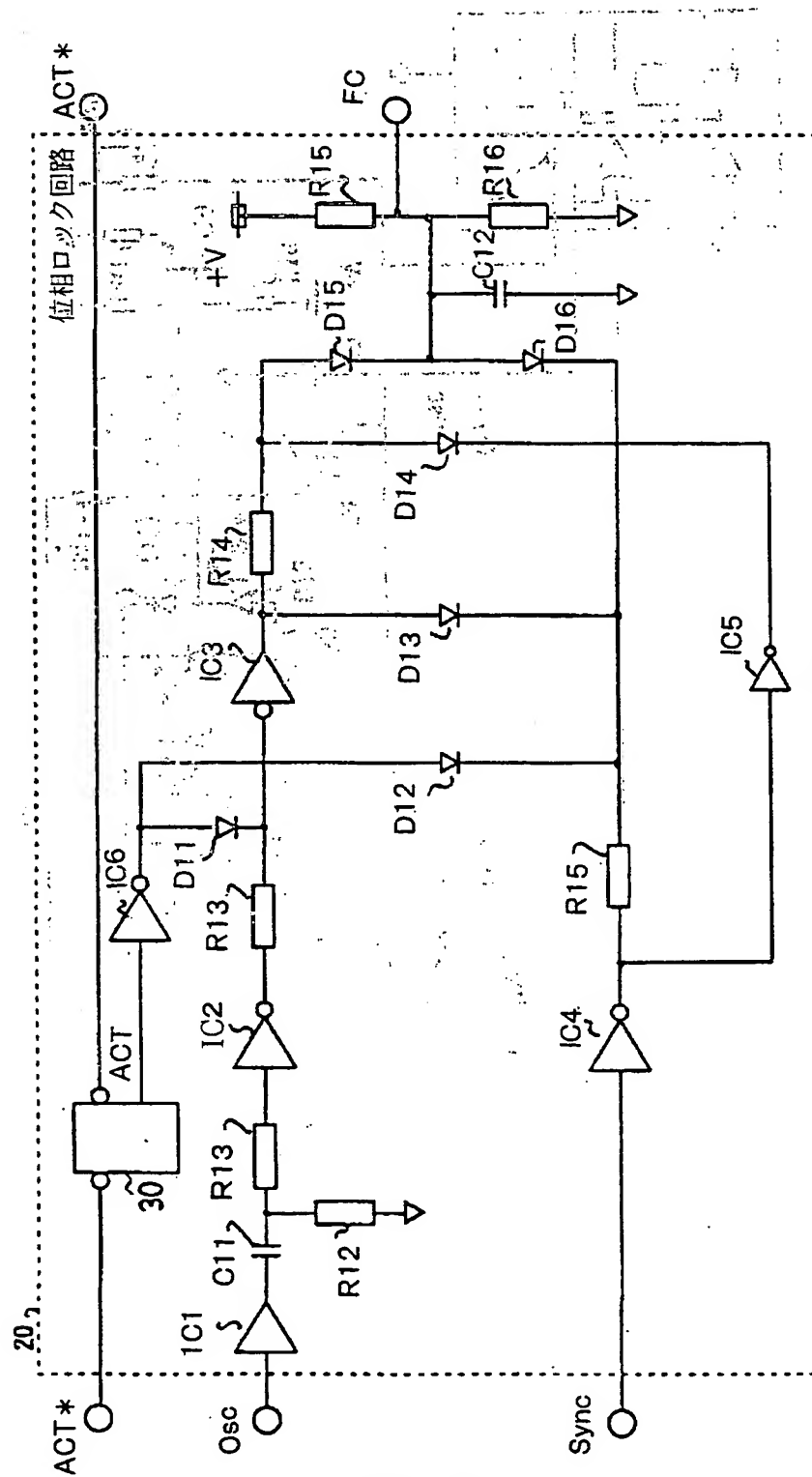
第3図



344

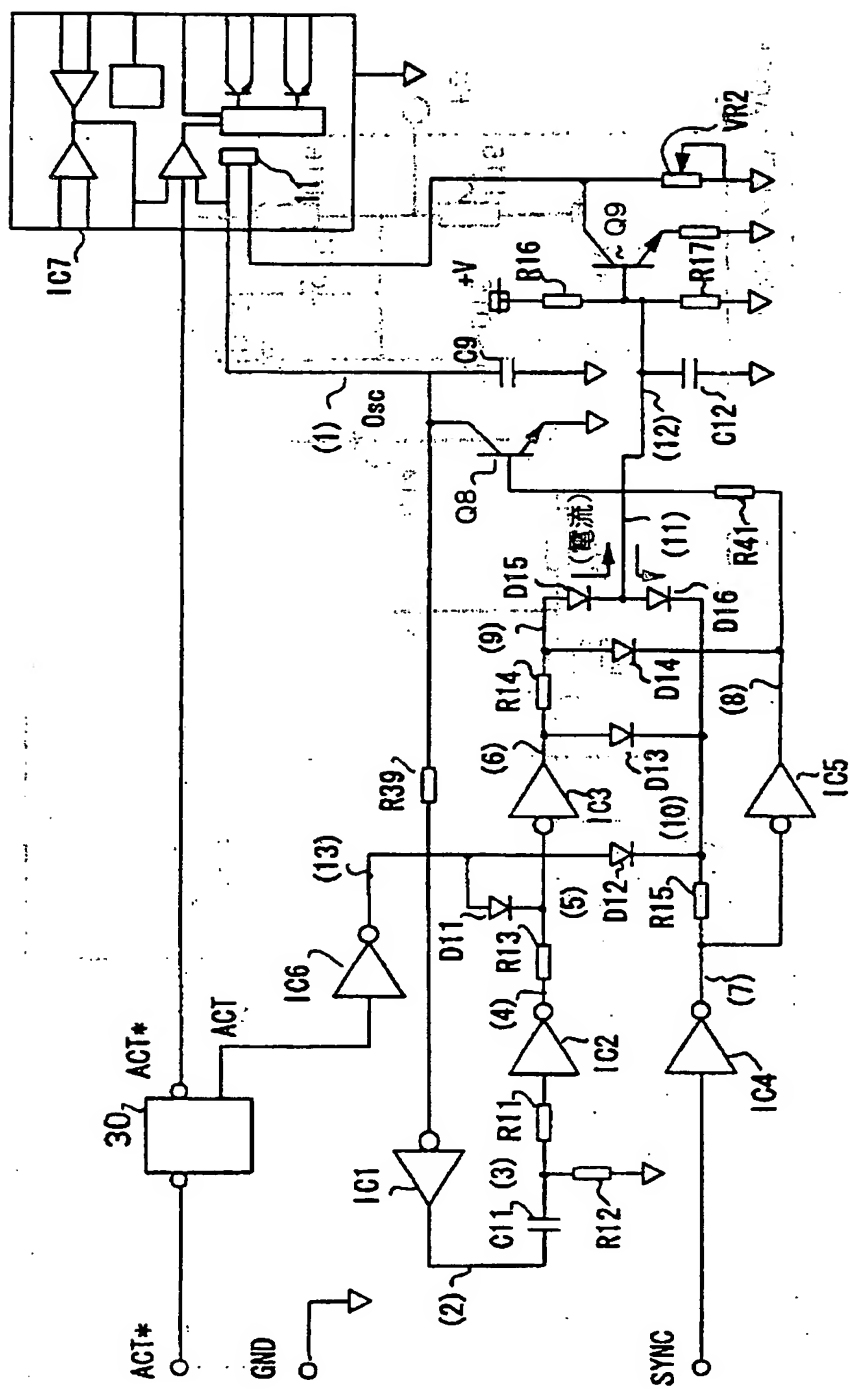


第5図

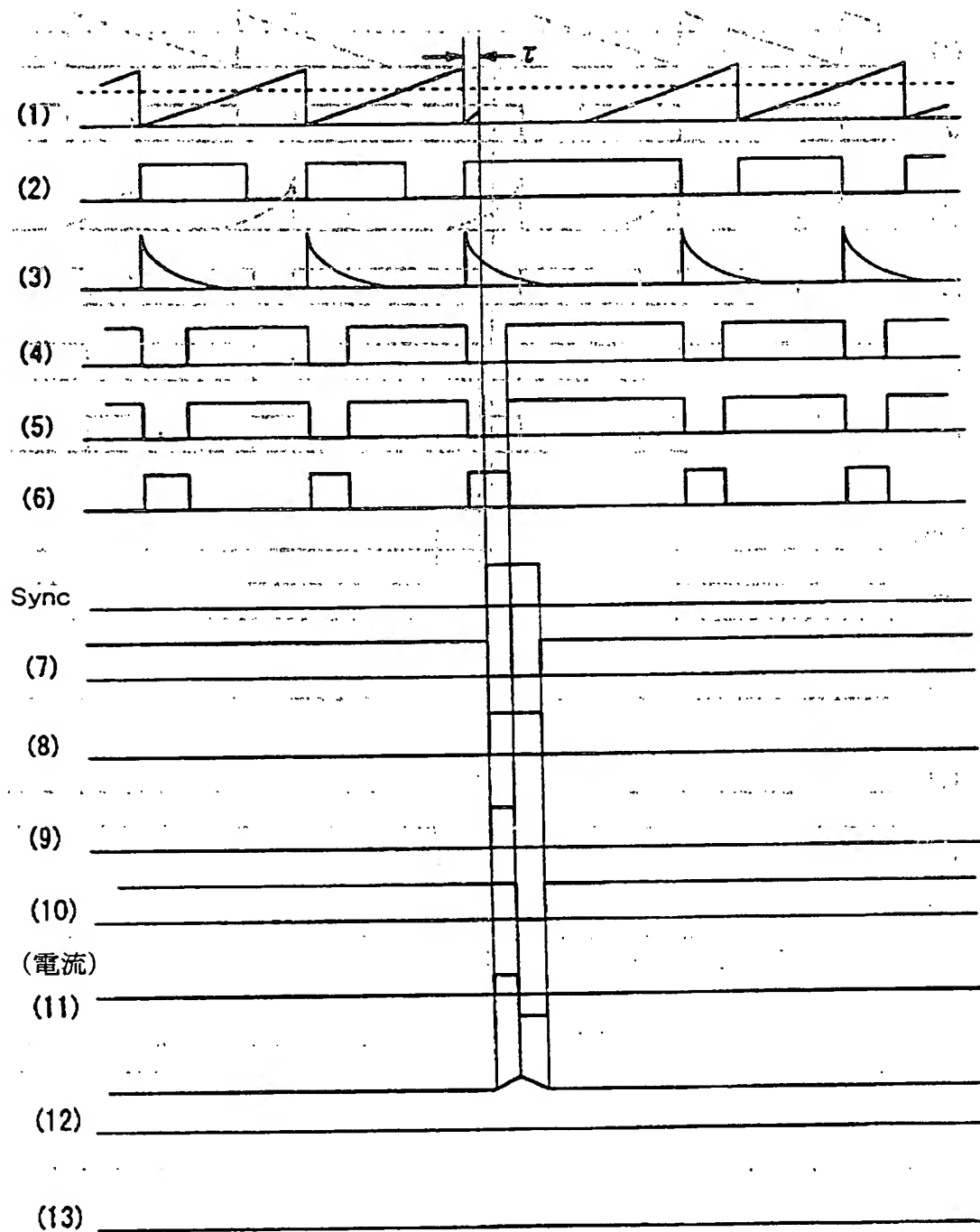




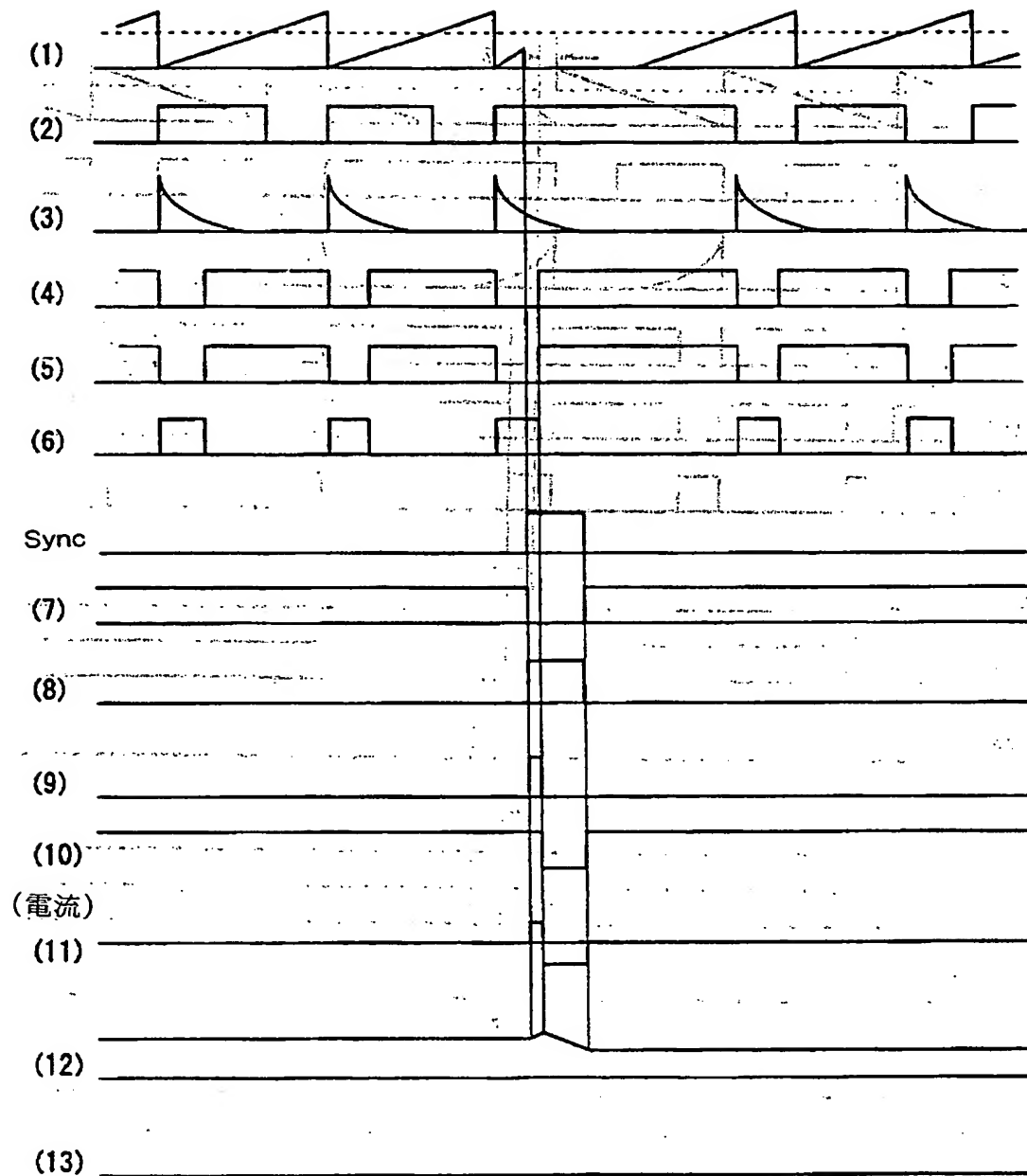
第6図



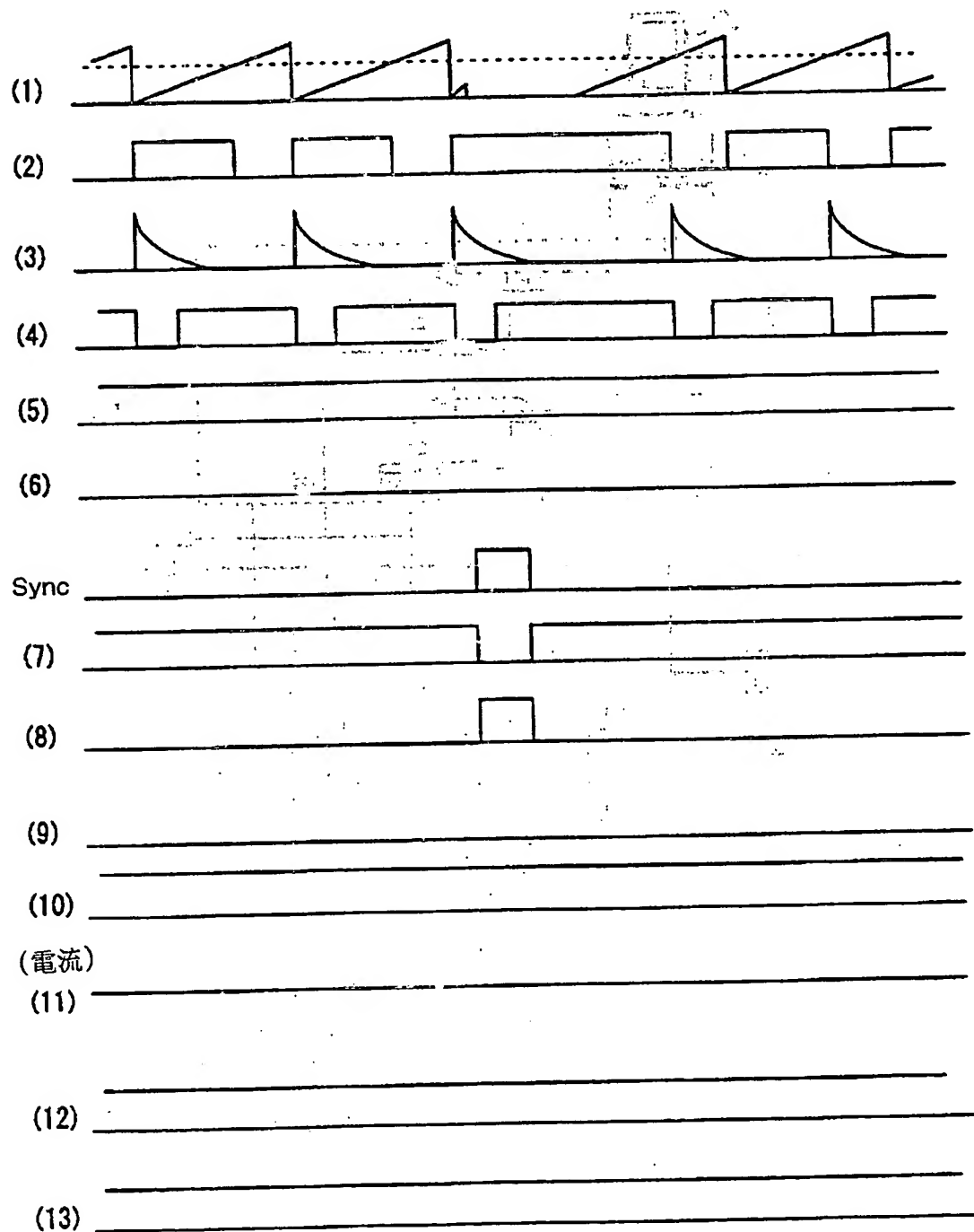
第7図



第8図



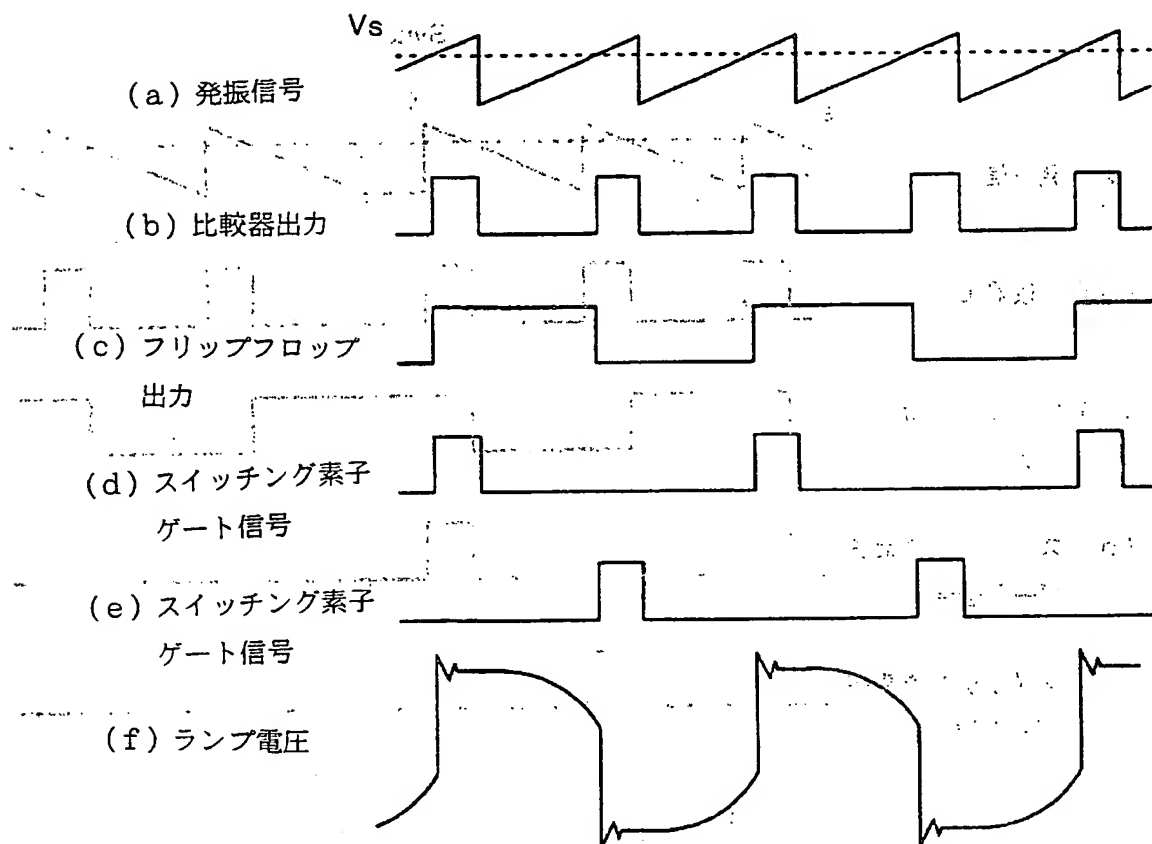
第9図



1904



第11図



第12図

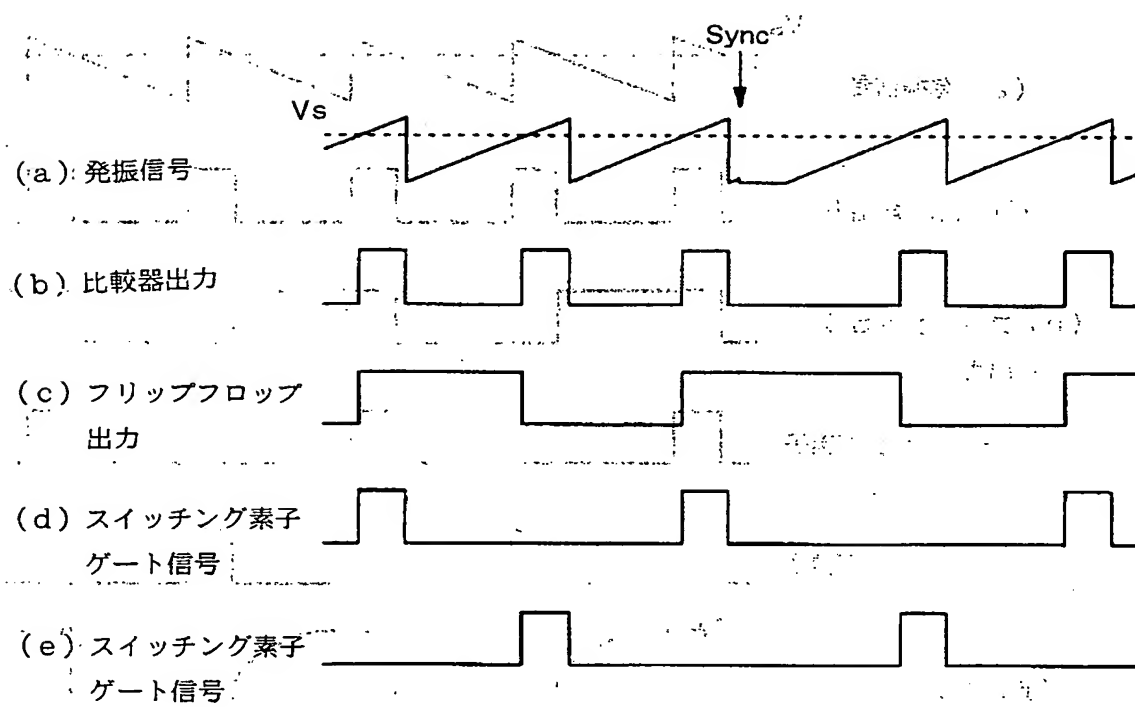
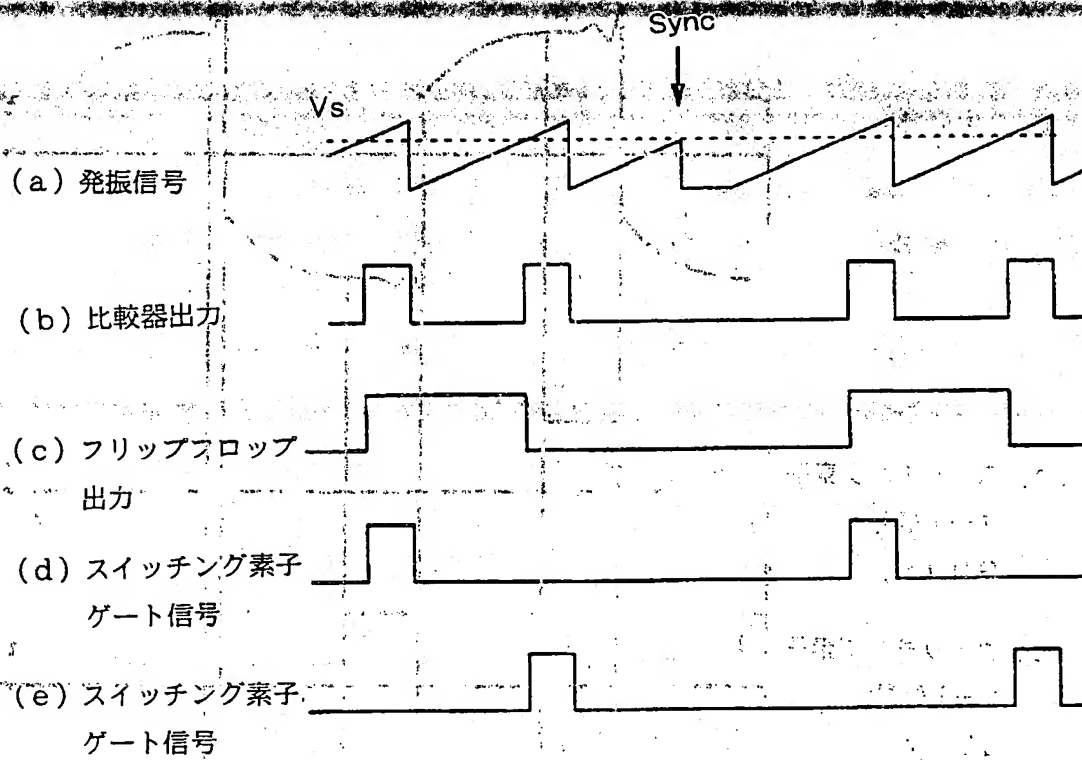


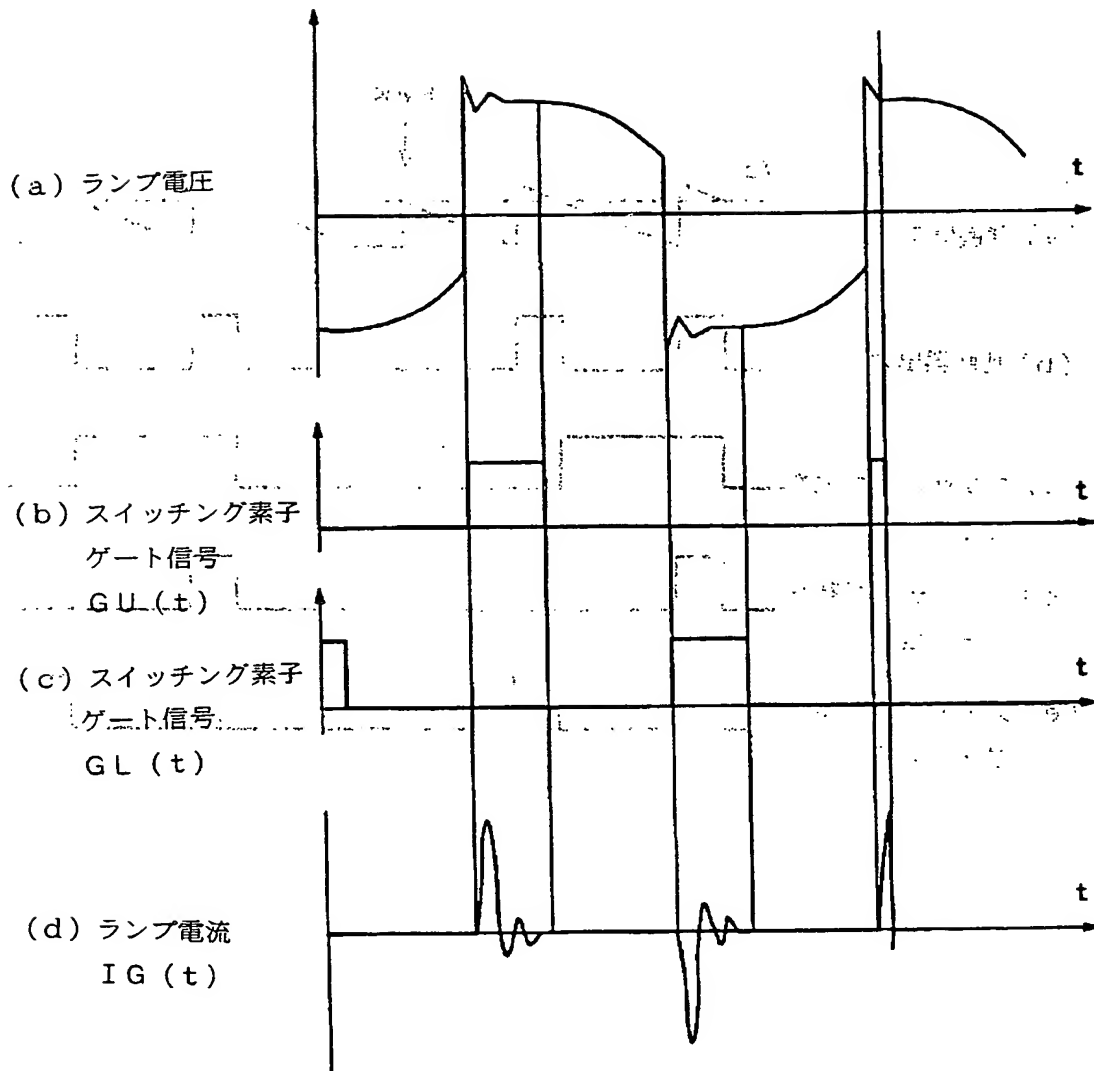
図 1.3

第 13 図





第 14 図



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP00/03012

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl.<sup>7</sup> H05B41/24

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl.<sup>7</sup> H05B41/24

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1940-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2000  
 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2000

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US, 5936358, A (Ushio Denki Kabushiki Kaisha), 14 April, 1998 (14.04.98), Full text; Figs. 1 to 10 & EP, 831517, A2 & JP, 10-97898, A	1-2
A	JP, 8-31585, A (USHIO INC.), 02 February, 1996 (02.02.96), Full text; Figs. 1 to 12 (Family: none)	1-2

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
31 July, 2000 (31.07.00)

Date of mailing of the international search report  
08 August, 2000 (08.08.00)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/J P.0.0/03012

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl. H05B 41/24

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl. H05B 41/24

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1940-1996年  
 日本国公開実用新案公報 1971-2000年  
 日本国登録実用新案公報 1994-2000年  
 日本国実用新案登録公報 1996-2000年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	US, 5936358, A (Ushiodenki Kabushiki Kaisha) 14. 4月. 1998 (14. 04. 98) 全文, 図1-10 & EP, 831517, A2 & JP, 10-97898, A	1-2
A	JP, 8-31585, A (ウシオ電機株式会社) 2. 2月. 1996 (02. 02. 96) 全文, 図1-12 (ファミリーなし)	1-2

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献  
 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

31. 07. 00

国際調査報告の発送日

08.08.00

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)  
 郵便番号100-8915  
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

関 信 之

3 X

9 2 4 9

電話番号 03-3581-1101 内線 3372

様式 PCT/ISA/210 (第2ページ) (1998年7月)

UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Application No. 10/111,111  
Filed 04/11/01

INVENTOR: JAMES H. SMITH

BY: JAMES H. SMITH

Attorney: JAMES H. SMITH

Attorney: JAMES H. SMITH



UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

WASHINGTON, D.C. 20590

TELEPHONE (202) 346-4000

CLASSIFICATION: 37/100  
FIELD OF INVENTION: COMMUNICATIONS

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**